

PAT-NO: JP407221545A
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 07221545 A
TITLE: CASCADE CONNECTION VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR
PUBN-DATE: August 18, 1995

INVENTOR-INFORMATION:
NAME
SUGANO, HIROTOSHI

ASSIGNEE-INFORMATION:
NAME COUNTRY
FUJITSU LTD N/A

APPL-NO: JP06007952
APPL-DATE: January 28, 1994

INT-CL (IPC): H03B005/12, H03B007/06 , H03B019/14

ABSTRACT:

PURPOSE: To obtain a cascade connection voltage controlled oscillator from which a sufficiently large negative resistance characteristic is extracted and whose oscillation output is high.

CONSTITUTION: The cascade connection provides a condition that a DC current I flowing from a power supply VB flows at first to a transistor (TR) 1 of an oscillation amplifier section (b) and then flows to a Tr 2 of a buffer amplifier section (c). Since a resistor R4 decisive to the DC current I is connected to the Tr 2 of the buffer amplifier section (c) at the outside of a feedback loop of the oscillation amplifier section (b), the resistor R4 deciding the DC current I of the circuit is not a low resistor of a feedback loop of the oscillation amplifier section (b). Thus, a sufficiently large negative resistance characteristic is extracted from the voltage controlled oscillator with a high oscillation output.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-221545

(43) 公開日 平成7年(1995)8月18日

(51) Int.Cl. ^a	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 B	5/12	A 8943-5 J		
	7/06	9182-5 J		
	19/14	9182-5 J		

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平6-7952

(22) 出願日 平成6年(1994)1月28日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72) 発明者 菅野 浩年

北海道札幌市中央区北一条西2丁目1番地

富士通北海道デジタル・テクノロジー株式会社内

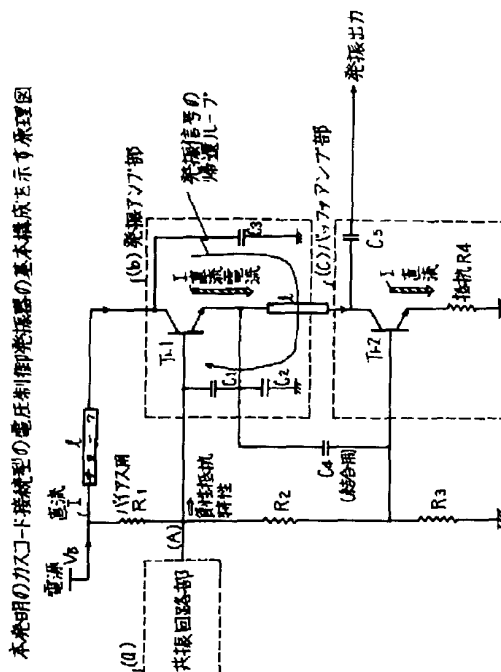
(74) 代理人 弁理士 井桁 貞一

(54) 【発明の名称】 カスコード接続型の電圧制御発振器

(57) 【要約】 (修正有)

【目的】 回路から十分に大きな負性抵抗特性を引き出して、発振出力が大きなカスコード接続型の電圧制御発振器を提供する。

【構成】 電源 V_b から流れ出る直流電流 I が、先ず、発振アンプ部 b のトランジスタ Tr_1 に流れ、次にバッファアンプ部 c のトランジスタ Tr_2 に流れる縦続接続であり、且つ其の直流電流 I を決定する抵抗 R_4 が、発振アンプ部 b の帰還ループの外部にあるバッファアンプ部 c の Tr_2 に接続されているので、回路の直流電流 I を決定する抵抗 R_4 が、発振アンプ部 b の帰還ループの損失抵抗とはならない。従って回路から十分に大きな負性抵抗特性を引き出すことができ、発振出力が大きなカスコード接続型の電圧制御発振器となる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 発振周波数を定める共振回路部(a)と発振状態を継続させる発振アンプ部(b)と発振出力を安定させるバッファアンプ部(c)とから成り、直流電流を消費する該発振アンプ部(b)のトランジスタ(Tr1)と該バッファアンプ部(c)のトランジスタ(Tr2)とが、直列の抵抗(R4)により決定された同一の直流電流(I)が電源(V_B)から直列に流れる様に縦続されたカスコード接続型の電圧制御発振器(VCO)において、該直列に流れる同一の直流電流(I)が、電源(V_B)から先ず発振アンプ部(b)のトランジスタ(Tr1)に流れ次にバッファアンプ部(c)のトランジスタ(Tr2)に流れる様な縦続接続とし、該直流電流(I)を決定する抵抗(R4)が、発振アンプ部(b)の帰還ループの外部のバッファアンプ部(c)のトランジスタ(Tr2)に接続されるようにしたことを特徴とするカスコード接続型の電圧制御発振器。

【請求項2】 前記カスコード接続の電圧制御発振器の中のバッファアンプ部(c)を、周波数を逡倍する周波数逡倍器(d)に置換し、該周波数逡倍器(d)は、其の出力であるトランジスタ(Tr2)のコレクタ端に、逡倍出力として取り出される希望の高調波の周波数に同調するタンク回路(L1, C5)を用いる事により、希望周波数以外の高調波をショート状態とし、希望周波数の高調波のみを取り出し逡倍出力とすることを特徴とするカスコード接続型の周波数逡倍器。

【請求項3】 前記カスコード接続を、電源(V_B)から見て先ず発振アンプ部(b)に、次にバッファアンプ部(c)に、其の次に周波数逡倍器(d)の順に縦続接続する事により、バッファアンプ部(c)の出力である発振アンプ部(b)の原発振周波数の発振出力と周波数逡倍器(d)の出力の希望の高調波の逡倍出力とを、発振アンプ部(b)の特性を維持したまま、同時に取り出すことを特徴としたカスコード接続型の2周波数発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、移動通信の端末機の無線部等に使用される無線周波数の電圧制御発振器(VCO)に係り、特に該電圧制御発振器を構成する共振回路部と発振アンプ部とバッファアンプ部の中の、直流電流を消費するトランジスタを有する発振アンプ部とバッファアンプ部の消費電流を低減する為に、それ等の回路の動作に必要な直流電流が、電源からバッファアンプ部と発振アンプ部とに直列に流れる様に縦続接続した所謂カスコード接続型の電圧制御発振器に関するものである。カスコード接続型の電圧制御発振器としては、低消費電流であると同時に発振すべき周波数にて出来るだけ負性抵抗が大きくて発振出力が大きいことが望まれている。

【0002】

【従来の技術】図9に、従来のカスコード接続型の電圧制御発振器の一般的な構成(A)と其の具体的な接続回路

(B)とを示す。図9の(A)一般的な構成では、電圧制御発振器VCOは、発振周波数を定める共振回路部(a)と、発振状態を継続させる発振アンプ部(b)と、発振出力を安定させるバッファアンプ部(c)とから構成されている。これら3個の要素の構成において、直流電流を消費するトランジスタTr1, Tr2を有する発振アンプ部(b)、バッファアンプ部(c)は、其の消費電流を少なくする為に、電源 V_B から見て、直流電流が、バッファアンプ部(c)と発振アンプ部(b)とに流れる縦続接続の構成となっており、この縦続接続がカスコード接続と呼ばれて、従来の電圧制御発振器VCOの殆ど全てが、此の様なカスコード接続となっている。図9の(B)具体的な接続回路では、共振回路部(a)は、ストリップラインSL1を用いたストリップライン共振器であり、該SL1とコンデンサC6の共振周波数にて発振周波数を決定する。この発振器は電圧制御発振器VCOであるので、発振周波数を直流の制御電圧で可変させる可変容量素子のバラクタダイドは示していないが、C9がバラクタダイドに相当する容量である。C8は、共振器とバラクタダイド相当のC9とを結合する結合コンデンサであり、共振回路部(a)と発振アンプ部(b)とを結合させる。発振アンプ部(b)は、トランジスタTr1で構成され、コンデンサC1, C2, C3が帰還容量となって、共振回路部(a)と合せて所謂コルピッツ型の発振回路を構成している。バッファアンプ部(c)は、トランジスタTr2で構成され、C10により其のエミッタを高周波的に接地している。C4は、発振アンプ部(b)との結合コンデンサである。発振アンプ部(b)とバッファアンプ部(c)に対する直流のバイアス回路は、抵抗R1, R2, R3により、各ベースへのバイアス供給電圧を構成して、R4は縦続接続されるバッファアンプ部(c)と発振アンプ部(b)の直流電流Iを決定する抵抗である。又、R5は発振出力の負荷抵抗であり、発振出力の測定時には50Ωが接続されるが、実際の発振回路では接続されない。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】次に上記の従来構成のカスコード接続型の電圧制御発振器の問題点を述べる。図10に、従来のカスコード接続型の電圧制御発振器の発振アンプ部(b)とバッファアンプ部(c)の基本構成を示す。発振アンプ部(b)は、其のトランジスタTr1に対しコレクタが高周波的に接地される様にコンデンサC3を接続し、ベースと接地の間のC1とC2によりTr1のコレクタからベースへの発振信号の帰還ループを構成する。又、エミッタとベースの間もC1により帰還ループを構成する。この発振信号の帰還ループは、C1, C2, C3の各容量が定まった時、(A)点からの発振周波数での入力インピーダンスを観測すると、負性抵抗特性が観測される。C1, C2, C3の各容量を変える事により、発振させようとする周波数帯域にて負性抵抗特性を示すように調整される。この(A)点に誘導性の共振器部(a)を接続すれば、該共振

器部の共振周波数にて、該帰還ループ内に発振が起きて持続される。この帰還ループ内の発振出力を、C4を介して Tr1のエミッタから取り出し、バッファアンプ部(c)のTr2のベースへ接続する事により、其のコレクタから発振出力を送出する。次に直流的には如何様に動作しているか説明する。電源 V_B からの直流電流は、抵抗R1,R2,R3により分圧され、夫々が Tr2,Tr1にベース電流を供給する。Tr2,Tr1のコレクタ電流Iは、電源 V_B から直接に流れ出る。ここで、Tr2,Tr1が直列接続のカスコード接続であれば、電流Iは先ず Tr2を通り、次にTr1に流れて、Tr1のエミッタ電位、即ち、抵抗R4の値で決定される。ここで此の回路の直流電流Iを決定する抵抗R4を交流的に解析すると、先に示した如く、Tr1は発振信号の帰還ループを構成しているが、抵抗R4も帰還ループ内の要素であり、実質的に其の抵抗R4がループの損失抵抗として働いている。即ち (A)点から観た交流信号の負性抵抗特性は、回路に直流電流Iを流す為の抵抗R4がループの損失を伴うために、回路から交流信号の負性抵抗特性を十分に引き出せない理由となっている。図9の (B)具体的な接続回路の、バッファアンプ部(c)と発振アンプ部(b)の各素子値は、周波数780mHz付近で負性抵抗特性が観測される場合の値を示す。直流バイアス回路の抵抗R1~R3は全て1k Ω とし、R4を300 Ω として回路電流Iを3mAと設定した。帰還ループの容量は C1=5pF, C2=3pF, C3=100pF としている。此の構成例における負性抵抗の周波数特性を、図3の実施例と従来例との負性抵抗特性の比較図の(B)の①「従来例による特性」に示す。周波数780mHzにて、1.2dB程度の反射利得が観測されて、負性抵抗特性が起きている事が確認できる。又、非常に広い周波数帯域にて負性抵抗特性が現われている事が判る。一見、普通の入力インピーダンス特性が出ていた様に観測されるが、後に説明する図3の(B)の②「本発明による特性」と対比すれば、図9の(B)の従来の回路構成は、回路から充分な負性抵抗特性を引き出していないことが判る。

【0004】本発明の目的は、回路から充分に大きな負性抵抗特性を引き出せて発振出力が大きなカスコード接続型の電圧制御発振器の回路構成を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】この目的達成のための本発明の基本構成は、図1の請求項1の原理図に示す如く、動作に必要な直流電流Iが、電源 V_B からバッファアンプ部と発振アンプ部とに直列に流れる様に縦続接続するカスコード接続ではあるが、従来の先ずバッファアンプ部(c)に流れて次に発振アンプ部(b)に流れる順序を逆にして、電源 V_B からの直流電流Iが、先ず発振アンプ部(b)に流れ、次にバッファアンプ部(c)に流れる縦続接続とし、且つ縦続回路の直流電流Iを決定する抵抗R4が、発振アンプ部(b)の帰還ループの外部のバッファ

アンプ部(c)のTr2に接続されるように構成する。

【0006】

【作用】本発明のカスコード接続の構成では、電源 V_B から流れ出る直流電流Iが、先ず、発振アンプ部(b)のトランジスタTr1に流れ、次にバッファアンプ部(c)のトランジスタTr2に流れる縦続接続であり、且つ其の直流電流Iを決定する抵抗R4が、発振アンプ部(b)の帰還ループの外部にあるバッファアンプ部(c)のTr2に接続されているので、回路の直流電流Iを決定する抵抗R4が、発振アンプ部(b)の帰還ループの損失抵抗とはならない。従って本発明の構成は、回路から充分に大きな負性抵抗特性を引き出せて、発振出力が大きなカスコード接続型の電圧制御発振器となることが出来る。

【0007】

【実施例】図2は本発明の請求項1の実施例のカスコード接続型の電圧制御発振器の負性抵抗特性を確認する為の構成図である。直流のバイアス回路の抵抗R1~R3は全て1k Ω であり、交流の発振信号の帰還ループの容量は C1=5pF, C2=3pF, C3=100pFとして、図9の(B)従来例の場合の定数と全く同じにしている。回路の直流電流Iを決定する抵抗R4も300 Ω とし、其の直流電流Iも3mAと同じ値にしている。図3は実施例と従来例との負性抵抗特性の比較図であり、その(B)-②の「本発明による特性」に、図2の実施例の負性抵抗特性を示す。この図3の(B)-②の「本発明による特性」で明らかな様に、全ての回路素子の値が図9の(B)従来例と全く同じであるが、其の反射利得の値は、周波数780mHzにて2.97dBとなっていて、図3の(B)-①の「従来例による特性」よりも約1.8dBだけ良い負性抵抗特性が現れている。この様に、カスコード接続の構成を、電源 V_B から見て、先ず発振アンプ部(b)とし、次にバッファアンプ部(c)とする順序の縦続接続に変えた事により、従来例よりも良い負性抵抗特性が得られることになる。図4は本発明の実施例のカスコード接続型の電圧制御発振器の出力レベル特性を確認する為の回路図である。其の出力特性を従来例と比較する為、図4の共振器部(a)、発振アンプ部(b)、バッファアンプ部(c)の素子定数を、図9の従来例の定数と全て全く同じ定数としてあり、回路の直流電流Iも同じ値である。図9の従来例との相違は、発振アンプ部(b)のトランジスタTr1とバッファアンプ部(c)のトランジスタTr2との縦続接続の順序だけである。図5に本発明の実施例と従来例(図10の発振回路)の発振信号の出力波形とスペクトラムとを示す。夫々の基本波M1のスペクトラムレベルを比較すると、(A)本発明の実施例では-16.86dBであり、(B)の従来例では-23.83dBとなっており、本発明による構成の方が、約7dBだけ高い出力レベルを送出することが出来る。発振周波数のズレは、発振アンプ部(b)とバッファアンプ部(c)の接続順序を変えたので、アンプ部を含めた共振周波数がズレたものと考えられる。共振器部(a)自体は変っていないの

5

で、各アンプ部の接続順序の相違だけによるものである。出力波形が、図5の(A)実施例では(B)の従来例に比して鈍っている様だが、此れは、発振アンプ部(b)のTr1のエミッタが、バッファアンプ部(c)のTr2のコレクタが接続された事によるもので、Tr1のエミッタとTr2のコレクタの間にあるストリップラインSL1の長さを調節して、発振周波数にてオープン状態となる様にすれば問題は無い。この特性比較の実施例では、回路を構成する要素を従来例と全く同じで単に接続順序を変えた特性比較を目的としたもので、発振器全体の特性を比較して

いるものではない。図5の(A)、(B)の結果から明らかな様に、カスコード接続の順序を変えるだけで、発振器としての性能(主に出力レベルと搬送波/雑音C/N)を向上させる事が可能である。

【0008】次に図6に、本発明の基本思想を用いた周波数通倍発振器の構成例(請求項2に対応)を示す。図7に示す従来の周波数通倍発振器では、発振器10の出力を通倍器20にて至ませ其の高調波の中の希望次数の高調波を通倍出力として取り出すが、図6の本発明の実施例

としての周波数通倍発振器では、本発明のカスコード接続の電圧制御発振器の発振アンプ部(b)とバッファアンプ部(c)の中のバッファアンプ部(c)を、周波数通倍器(d)に置換する構成とする。周波数通倍器(d)は、其の出力端であるトランジスタTr2のコレクタ端に、通倍出力として取り出される希望の高調波の周波数に同調するL1、C5のタンク回路を設ける事により、希望周波数以外の高調波をショート状態とし、希望周波数の高調波のみを取り出し通倍出力とする。その時、発振アンプ部(b)自体の特性は、先に示した発振回路の負性抵抗特性を維持している。

【0009】次に図8に、本発明の基本思想を用いた基本波と希望の通倍波とを同時に取り出す2周波数発振器の構成例(請求項3に対応)を示す。本発明の発振アンプ部(b)、バッファアンプ部(c)のカスコード接続の構成を、電源V_Bから、先ず発振アンプ部(b)に、次にバッファアンプ部(c)、周波数通倍器(d)の順に縦続接続する事により、バッファアンプ部(c)の出力である発振アンプ部(b)の原発振周波数の原振出力と、周波数通倍器(d)の出力の希望の高調波の通倍出力とを、発振アンプ

6

部(b)の特性を維持したまま、低消費電流で同時に取り出すことが出来る。以上の様に、カスコード接続の順序を、電源V_Bから見て、発振アンプ部(b)を最初にする事により、発振の為の負性抵抗特性を維持した状態で、各種の発振器を低消費電流にて実現できる。

【0010】

【発明の効果】以上説明した如く、本発明によれば、電圧制御発振器の発振アンプ部の負性抵抗特性の改善、向上が可能となり、且つ従来の発振器の出力レベルを維持して消費電流を減らすことが可能である。又、周波数通倍発振器の構成も簡単化され、低消費電流化される効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明のカスコード接続型の電圧制御発振器の基本構成を示す請求項1の原理図

【図2】 本発明の請求項1に対応する実施例の負性抵抗特性を確認する為の構成図

【図3】 本発明の請求項1の実施例と従来例の負性抵抗特性の比較図

【図4】 本発明の請求項1に対応する実施例の発振信号の出力レベル特性を確認する為の回路図

【図5】 本発明の請求項1の実施例と従来例の発振信号の出力波形とスペクトラムの比較図

【図6】 本発明の請求項2に対応する実施例としての周波数通倍発振器の構成図

【図7】 従来の周波数通倍発振器の構成図

【図8】 本発明の請求項3に対応する実施例の2周波数発振器の構成図

【図9】 従来のカスコード接続型の電圧制御発振器の全体構成図

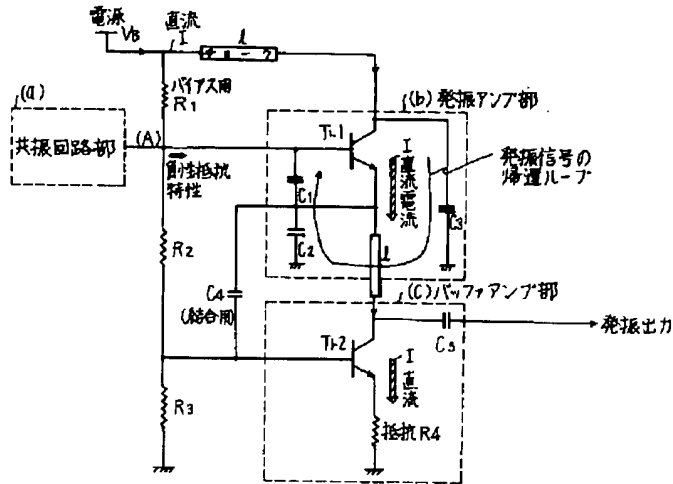
【図10】 従来の電圧制御発振器の発振アンプ部とバッファアンプ部の基本的接続図

【符号の説明】

(a)は共振回路部、(b)は発振アンプ部、(c)はバッファアンプ部、(d)は周波数通倍器、R4は縦続される発振アンプ部(b)のトランジスタTr1とバッファアンプ部(c)トランジスタTr2の直流電流I_Bを定める抵抗、V_Bは直流電流I_Bを供給する電源電圧である。

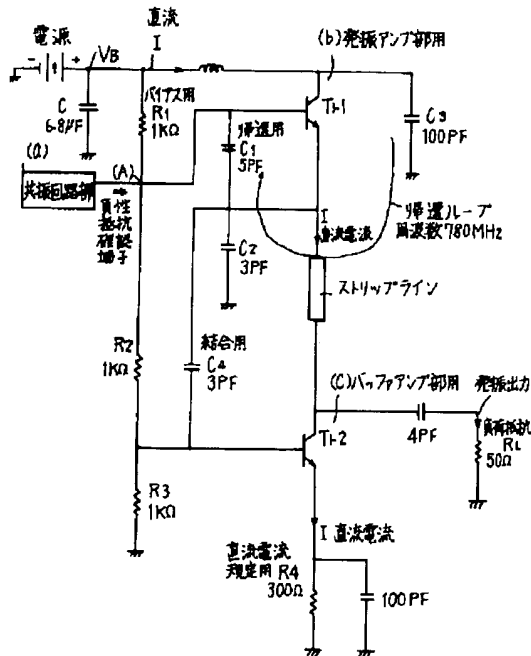
【図1】

本発明のカスコード接続型の電圧制御発振器の基本構成を示す原理図



【図2】

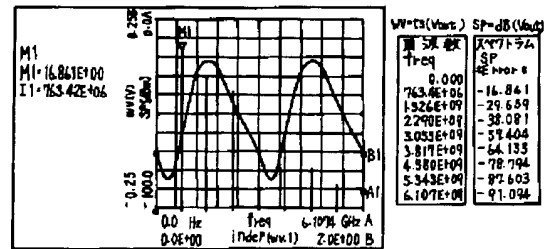
本発明の請求項1に対応する実施例の負性抵抗特性を確認する為の構成図



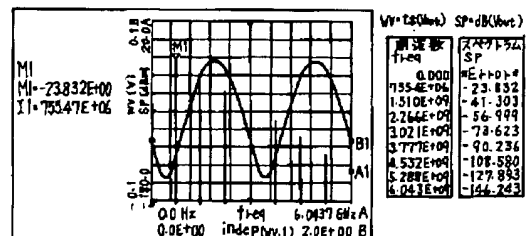
【図5】

本発明の請求項1の実施例と従来例の発振信号の出力波形とスペクトラムの比較図

(A) 本発明の実施例によるもの

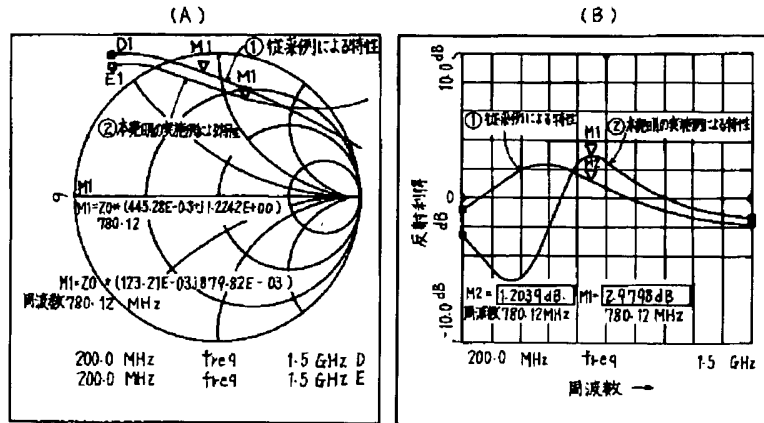


(B) 従来例によるもの



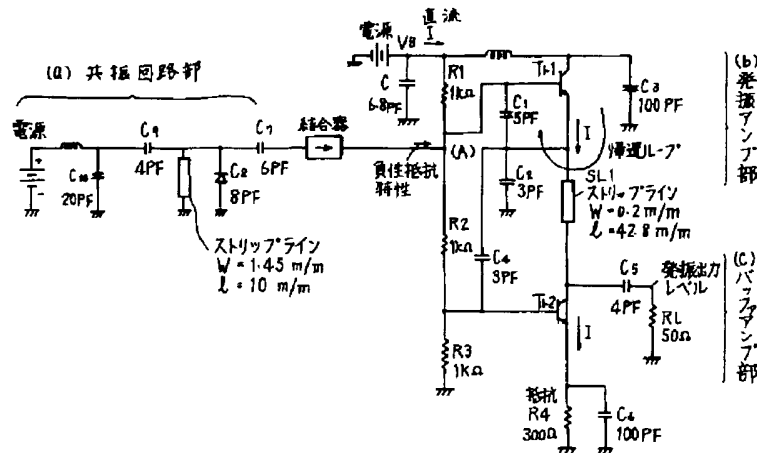
【図3】

本発明の請求項1の実施例と従来例の負性抵抗特性の比較図



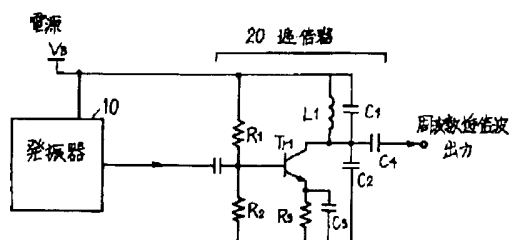
【図4】

本発明の請求項1に対応する実施例の発振信号の出力レベル特性を確認する為の回路図



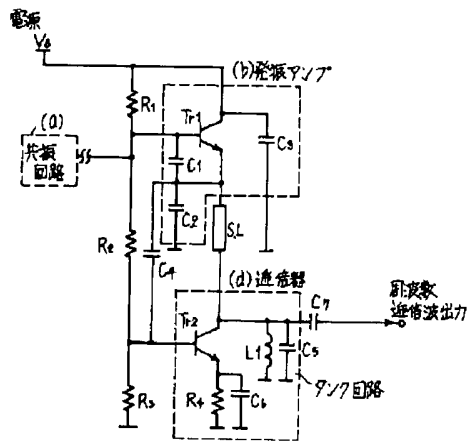
【図7】

従来の周波数倍発振器の構成図



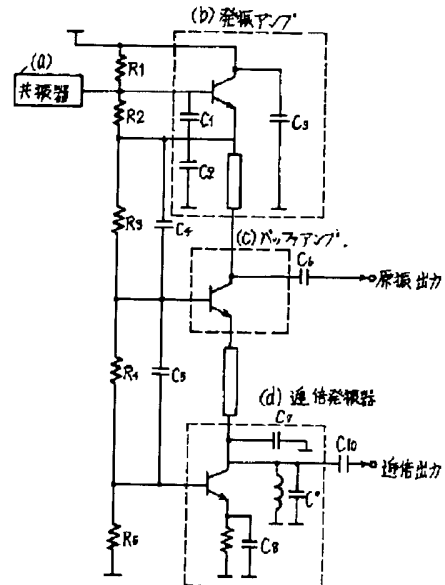
【図6】

本発明の請求項2に対応する実施例としての
周波数変倍発振器の構成図



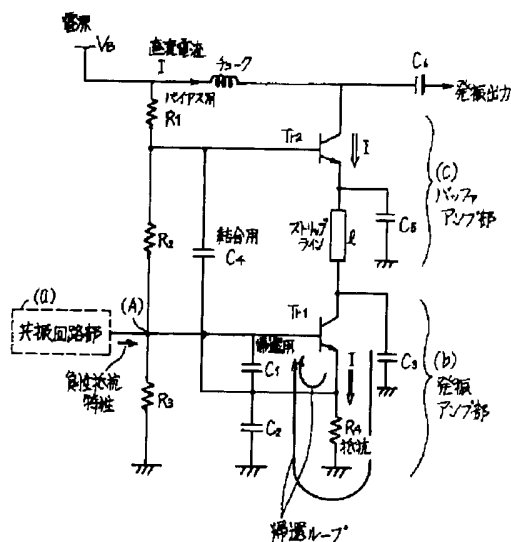
【図8】

本発明の請求項3に対応する実施例の
2周波数変倍発振器の構成図



【図10】

従来の電圧制御発振器の発振アンプと
バッファアンプの基本的接続図



従来のカスコード接続型の電圧制御発振器の全体構成図

